

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 02-296434

(43)Date of publication of application : 07.12.1990

(51)Int.Cl.

H04L 12/56

H04L 7/00

(21)Application number : 02-105538

(71)Applicant : CODEX CORP

(22)Date of filing : 20.04.1990

(72)Inventor : AHMED HASSAN M

(30)Priority

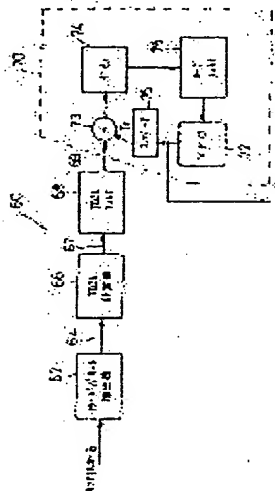
Priority number : 89 341647 Priority date : 21.04.1989 Priority country : US

**(54) FREQUENCY SYNCHRONOUS CONTROL METHOD FOR CONTINUOUS BIT STREAM ORIENTED TERMINAL OF COMMUNICATION NETWORK**

(57)Abstract:

PURPOSE: To easily, accurately, and effectively perform synchronous control over the clock frequency of a receiving terminal by determining time intervals of packet arrival, processing the time intervals and generating their estimated value, and controlling the frequency of a receiving terminal clock in response to the estimated value.

CONSTITUTION: A receiver packet detector 62 sends a signal of arrival of each packet from a link 28 on a line 64, and a TDOA arrival time difference calculator 66 measures the time of arrival between packets. The time differences of arrival of several packets 41 are filtered by a TDOA filter 68 by a method selected so that the output of the TDOA filter 68 indicates a high-precision estimated value of a bit cycle generated by a transmitting terminal. A tracking group 70 is driven with this estimated value of a transmitter bit cycle and a frequency fr generated by a clock 72 matches or approximates the frequency ft of a transmitting COB terminal very much.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平2-296434

⑬ Int.Cl.<sup>5</sup>

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成2年(1990)12月7日

H 04 L 12/56  
7/00

B

6914-5K  
7830-5K

H 04 L 11/20 1 0 2 Z

審査請求 未請求 請求項の数 36 (全23頁)

⑮ 発明の名称 通信網における連続ビットストリーム指向端末の周波数同期制御方法

⑯ 特 願 平2-105538

⑰ 出 願 平2(1990)4月20日

優先権主張 ⑱ 1989年4月21日 ⑲ 米国(US) ⑳ 341,647

㉑ 発 明 者 ハツサン エム アー アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 02093、クロケット  
メド ト ボンド ロード レンサム 15

㉒ 出 願 人 コーデックス コーポ アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 02048、キャボット  
レーション ト ブールヴァード マンスフィールド 20

㉓ 代 理 人 弁理士 鈴木 均

明 細 書

1. 発明の名称

通信網における連続ビットストリーム指向端末の周波数同期制御方法

2. 特許請求の範囲

(1) 可能相違量だけ遅延した個別パケットによって端末間にデータを伝送するところの通信網上において、受信端末に伝送するために所定周波数でデータの連続ストリームを生成する端末の所定クロック周波数に基づき、上記受信端末のクロックの周波数を制御する周波数同期制御方法にして、

上記受信端末に送信されるパケットの到着を検出するステップと、

上記パケットの到着間の時間間隔を決定するステップと、

上記時間間隔を処理して、上記所定周波数に関連する推定値を生成するステップと、

上記推定値に反応して上記受信端末クロックの周波数を制御するステップと、を具備するこ

とを特徴とする周波数同期制御方法。

(2) 上記周波数同期制御方法が、上記パケット間の到着の時間差を測定して該時間間隔を決定し、到着の上記測定時間差をろ波して上記推定値を生成するステップを具備することを特徴とする請求項1に記載の周波数同期制御方法。

(3) 上記推定値が、上記所定周波数の周期の推定値であることを特徴とする請求項2に記載の周波数同期制御方法。

(4) 上記測定ステップ、ろ波ステップ、および制御ステップをパケットが到着する度ごとに行ない、上記受信端末クロックの周波数を適応制御することを特徴とする請求項2に記載の周波数同期制御方法。

(5) 上記ろ波するステップが、到着したパケットの所定数Wについて、上記到着の測定時間差を平均することを有することを特徴とする請求項2に記載の周波数同期制御方法。

(6) 上記平均が、到着したパケットWの最も新しいパケットに対してのみ決定されることを特徴

## 特開平2-296434 (2)

- とする請求項5に記載の周波数同期制御方法。
- (7) 上記推定値において所定レベル未満にジッタを抑えるようにWが選択されることを特徴とする請求項5に記載の周波数同期制御方法。
- (8) 信頼度の所定レベル内において上記所定レベル未満に上記ジッタを抑えるようにWが選択されることを特徴とする請求項7に記載の周波数同期制御方法。
- (9) 上記ろ波するステップが、上記到着の測定時間差を指数的に平均することを有することを特徴とする請求項2に記載の周波数同期制御方法。
- (10) 上記ろ波するステップが、上記到着の測定時間について増大する記憶の平均を行なうことを有することを特徴とする請求項2に記載の周波数同期制御方法。
- (11) 上記平均を到着したすべてのバケットについて行なうことを特徴とする請求項9または10に記載の周波数同期制御方法。
- (12) 上記ろ波をハードウェアのフィルタを用いて行なうことを特徴とする請求項5、9または10

記載の方法。

- (17) 上記周波数同期制御方法が、さらに、上記各バケットの到着を表示する基準信号を生成するステップと、
- 上記基準信号と上記受信端末クロックとの間の位相差を測定することによって上記各時間間隔を決定するステップと、上記測定位相差をろ波して上記推定値を生成するステップと、を具備することを特徴とする請求項1に記載の周波数同期制御方法。
- (18) 上記推定値が、上記所定周波数と上記受信端末クロックの周波数との間の差の推定値であることを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。
- (19) 上記生成ステップ、測定ステップ、ろ波ステップ及び制御ステップは、バケットが到着する度毎に行なわれ、上記受信端末クロックの周波数が適応的に制御されることを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。
- (20) 上記ろ波のステップが、到着したバケットの

に記載の周波数同期制御方法。

- (13) 上記ろ波が、上記到着の測定時間差にコンピュータプログラムを実行して上記平均を行なう処理装置によって行われることを特徴とする請求項5、9または10に記載の周波数同期制御方法。
- (14) 上記周波数同期制御方法が、さらに、上記受信端末のクロック周波数の現周期と上記周期推定値との間のエラーを決定するステップと、上記受信端末クロックの周波数を調節して上記エラーを消去するステップとを具備することを特徴とする請求項3に記載の周波数同期制御方法。
- (15) 上記エラー測定ステップと上記調節ステップが、上記受信端末クロックを含む1次トラッキンググループで行なわれることを特徴とする請求項14に記載の周波数同期制御方法。
- (16) 上記到着の時間差が、値の時系列からなり、上記制御方法が、さらに、上記ろ波を行なうに先立って上記時系列を所定の係数だけ損なうステップを具備することを特徴とする請求項2に
- 所定数Wについて上記測定位相差を平均することを有することを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。
- (21) 上記平均が、到着したバケットWの最も新しいバケットについてのみ上記平均を測定することを特徴とする請求項20に記載の周波数同期制御方法。
- (22) 上記推定値において、所定レベル未満の上記推定値にジッタを保持するようにWが選択されることを特徴とする請求項20に記載の周波数同期制御方法。
- (23) 信頼度の所定レベル内において上記所定レベル未満に上記ジッタを保持するようにWが選択されることを特徴とする請求項22に記載の周波数同期制御方法。
- (24) 上記ろ波のステップが、上記測定位相差を指数的に平均することを有することを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。
- (25) 上記ろ波のステップが、上記測定位相差について増大記憶の平均を行なうことを有すること

## 特開平2-296434 (3)

を特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。

(26)上記平均を到着したすべてのバケットについて行なうことを特徴とする請求項24または25に記載の周波数同期制御方法。

(27)上記ろ波をハードウェアのフィルタを用いて行なうことを特徴とする請求項17、24または25に記載の周波数同期制御方法。

(28)上記ろ波が、上記測定位相差にコンピュータプログラムを実行して該平均を行なう処理装置によつて行われることを特徴とする請求項17、24または25に記載の周波数同期制御方法。

(29)上記周波数同期制御方法が、さらに上記受信端末クロックの周波数を調節して、上記受信端末クロックの周波数と上記所定周波数との間の差を消去するステップを具備することを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。

(30)上記測定ステップ、ろ波ステップおよび調節ステップは、上記受信端末クロックを有し、上記基準信号により駆動される位相同期ループで

数同期制御方法。

(34)上記端末が、連続ビットストリーム端末であることを特徴とする請求項1に記載の周波数同期制御方法。

(35)上記制御が、受信端末のクロック周波数を近似的に所定周波数に調節することを特徴とする請求項1に記載の周波数同期制御方法。

(36)上記制御方法が、さらに上記受信端末により検索のためにバッファに到着した上記バケットを記憶するステップと、上記バッファに記憶されたバケットの数をモニタして該数が所定の範囲内にあるかどうか測定するステップと、もし該数が所定の範囲内にない場合には、該数が所定範囲内になるまで、上記推定値に関係なく上記受信端末クロックの周波数を変えるステップと、を具備することを特徴とする請求項1に記載の周波数同期制御方法。

### 3. 発明の詳細な説明

#### 〔発明の目的〕

#### （産業上の利用分野）

行われることを特徴とする請求項29に記載の周波数同期制御方法。

(31)上記位相差が、値の時系列からなり、上記制御方法が、さらに上記ろ波を行なうに先立って上記時系列を所定の係数だけ損なうステップを具備することを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。

(32)上記基準信号は、 $N$ を各バケットにおけるデータビットの数とした場合、上記所定周波数を $2N$ で割った周波数を有し、上記制御方法が、さらに上記位相差を測定する前に上記受信端末クロックの周波数を $2N$ により割るステップを具備することを特徴とする請求項17に記載の周波数同期制御方法。

(33)上記基準信号は、 $m$ を上記所定係数とし、 $N$ を各バケットにおけるデータビットの数とした場合、上記所定周波数を $2mN$ で割った周波数を有し、上記制御方法が、さらに上記受信端末クロックの周波数を $2mN$ で割るステップを具備することを特徴とする請求項31に記載の周波

本発明は、データのバケットが伝送される通信網において、例えば独立連続ビットストリーム指向(CBO)のデータ端末等の装置のクロックの同期化を行なう周波数制御方法に関する。

#### （従来の技術）

通常、データのバケットが伝送される通信網は、リンクにより相互接続した多数のノードを有し、各ノードは、1個以上のデータ端末となる。各ノードは、いわゆる集信装置として機能し、その端末の1個から他のノードの端末に伝送するデータを、ノード間の1個以上のリンクを通して伝送する個別のバケットの中に配置する。ノードは、所定数のデータビットと共に、各バケットに“見出し”を挿入し、発信端末と宛先端末を識別できるようにし、終端部を挿入してバケットの終端を表示する。通信網上におけるバケット間の衝突を防止、および/または処置するためにノードは、非同期的に、例えば所定の伝送プロトコル(例えばX.25、等)によりそれらのバケットを伝送する。ノードは、通常端末により使用される速度(例え

## 特開平2-296434(4)

ば9,600ビット/秒)より速い速度(例えば64,000ビット/秒)でバケットを送信する。受信ノードは、宛先端末により検索されるまで入ってきたバケットをバッファに記憶する。

このような通信網において使用されるいくつかのタイプのデータ端末は、バーストで不連続的にデータを伝送する。これらのタイプの端末におけるクロックは、伝送間において比較的ひんばんに起こるアイドル間隔の間に同期がとられる。

他の種類のデータ端末は、データを伝送して、連続的にデータ受信を行なう。連続ビットストリーム指向(CBO)の端末として知られるこれらの端末は、それらのクロックを同期させるための規則的なアイドル間隔を持たないものである。伝送および受信のCBO端末のクロックの同期がとられていない場合、受信CBO端末は、そのノードのバッファからのデータを検索するが、その検索は、伝送端末からのデータがバッファに置かれるよりも遅いか、速いかのいずれかで行われる。もしこれが続くと、バッファは、事実上オーバー

ローするかまたは空になり、前者の場合は、伝送データの損送になり、後者の場合は、受信端末による誤ったデータの表示状態(空のバッファからデータを検索しつづける)となる。

CBO端末のクロックの同期は、受信ビットストリームが直接に伝送CBO端末のタイミングを表示しないため非常に困難なものとなる。また、バケットの到着間隔は、通信網が異なるバケットの伝送においてランダム(すなわち確率的)遅延を導入しているため、逐次異なるものとなる。さらに、ノードでは、通信網における他のタイプのデータ端末からのデータバケットでCBO端末からのデータバケットの伝送の多重化を行っているため、バケット到着時間の変動性が増す。

米国電気電子学会通信国際会議、1987年6月、800-807頁、デブリッカー(D. P. Ryckker)らによる“非同期通信網における端末同期”において述べられた1つの同期方法では、受信ノードのデータバッファのレベル(すなわちそのバケットの数)をモニタして、バッファ

レベルが1バケットだけ変わるのにかかる時間を測定する様にしている。バッファの充てんレベルの変動がバケット間の確率的相互到着時間により異なる確率的通信網遅延により生じるエラーを回避するために、バッファレベルはバケットが取り除かれる度毎に測定され、そのレベルは所定間隔において平均される。そのバッファレベルがバケットの半分の変化を示す(統計的に平均バッファレベルから信頼度のレベルを測定した)場合、バッファの大きさは1バケットだけ増大したと考えられる。これが起るのにかかる時間は、伝送と受信の端末の間の周波数オフセットを示す。受信端末のクロックは、次に適切な方向にこの量を2回だけ調節され、バッファレベルが再度記憶される。次に、クロックは計算されたオフセットを取り除くと考えられる周波数に再調節され、測定と調節の手順が再開される。従って、その同期の手順は非常に複雑なものであった。

(発明が解決しようとする課題)

データを伝送して、連続的にデータ受信を行

う連続ビットストリーム指向(CBO)の端末は、それらのクロックを同期させるための規則的なアイドル間隔を持たないため、伝送および受信におけるCBO端末のクロック同期がとれず、受信CBO端末は、そのノードのバッファからのデータを検索するが、その検索は、伝送端末からのデータがバッファに置かれるよりも遅いか、速いかのいずれかとなってしまう。従って、この状態が続くと、バッファは、事実上オーバーフローするか、または空になり、前者の場合、伝送データの損送につながり、後者の場合、受信端末による誤ったデータ表示を生んでしまうという問題があった。

本発明は、上述した問題点を解決するためになされたものであり、その目的は、通信網からのデータバケットの到着に基づいてCBOの受信端末のクロック周波数を簡単、正確、有効に同期制御する方法を提供することである。

本発明の他の目的は、CBO受信端末においてバッファのオーバーランまたはアンダーランのリスクを減少させることのできる周波数同期制御方

法を提供することである。

〔発明の構成〕

（課題を解決するための手段）

上記課題を解決するための本発明の特徴は、一般に、通信網上で可能相遅量だけ遅延した個別パケットで端末間にデータを伝送する種類の通信網上を通り、受信端末に伝送するために所定周波数でデータの連続ストリームを生成する端末の所定クロック周波数に基づき受信端末のクロックの周波数を制御する方法にして、上記受信端末に送信されるパケットの到着を検出するステップと、上記パケットの到着間の時間間隔を決定するステップと、時間間隔を処理して上記所定周波数に関連する推定値を生成するステップと、上記推定値に応答して受信端末クロックの周波数を制御するステップと、を具備することである。

好ましい態様としては、さらに次の特徴を含む。

上記パケット間の到着の時間差を測定して時間間隔を決定し、上記測定時間差をろ波して上記推定値を生成する。推定値は、所定周波数の周期の

上記ろ波は、ハードウェアのフィルタを用いるか、または到着の測定時間差にコンピュータプログラムを実行して平均を行なう処理装置で行なう。

上記受信端末のクロック周波数の現周期と周期推定値との間のエラーを測定し、上記受信端末クロックの周波数を調節して上記エラーを消去する。より好ましくは、エラー測定と周波数調節を受信端末クロックを含む1次トラッキンググループで行なう。到着の時間差が値の時系列からなり、ろ波を行なうに先立って、上記時系列は所定の係数だけ傾なわれる。

さらに、本発明の他の特徴においては、上記時間間隔は、（各パケットの到着を表示する）基準信号と受信端末クロックとの間の位相差を測定することにより求められ、測定した位相差をろ波して推定値を生成する。この場合、上記推定値は、所定周波数と受信端末クロックの周波数との間の差の推定値である。上記生成、測定、ろ波、および制御のステップは、パケットが到着する度ごとに行われ、受信端末クロックの周波数を適応制御

特開平2-296434 (5)

推定値であり、上記決定、ろ波、および制御のステップをパケットが到着する度ごとに行ない、受信端末クロックの周波数を適応制御する。

さらに本発明の他の特徴においては、上記ろ波するステップが、到着したパケットの所定数 $W_x$ について、到着の測定時間差を平均することを有する。上記平均は、到着したパケット $W$ の最も新しいパケットについてのみ決定され、上記 $W$ は、推定値において所定レベル未満にジッタを抑えるように選択される。または、上記 $W$ は、信頼度の所定レベル内において所定レベル未満にジッタを抑えるように選択される。

さらに、本発明の他の特徴においては、上記ろ波するステップが、到着の測定時間差を指数的に平均することを有する。

さらに、本発明の他の特徴においては、上記ろ波は、到着の測定時間差について増大する記憶の平均を行なうことにより行われる。これらのろ波方法においては、上記平均は到着したすべてのパケットについて行われる。

する。

さらに、本発明の他の特徴においては、上記ろ波を行なうステップが、到着したパケットの所定数 $W$ について測定した位相差を平均することを有する。上記平均は、到着したパケット $W$ の最も新しいパケットについてのみ測定され、上記 $W$ は、上記推定値において所定レベル未満にジッタを抑えるように選択される。または、上記 $W$ は、信頼度の所定レベル内において所定レベル未満にジッタを抑えるように選択される。

さらに、また本発明の他の特徴においては、上記ろ波を行なうステップは、測定位相差を指数的に平均することを有する。さらにまた、上記ろ波を行なうステップは、測定位相差について増大する記憶の平均を行なうことを有する。これら両者のろ波方法においては、到着したすべてのパケットについて平均が行われる。

上記ろ波は、ハードウェアのフィルタを用いて行われるか、または測定位相差にコンピュータプログラムを実行して平均を行なう処理装置で行な

われる。

上記受信端末クロックの周波数は、所定周波数と受信端末クロックの周波数との間の差を消去するように調節される。上記測定、ろ波、および調節のステップは、受信端末クロックを含むと共に、基準信号により駆動される位相同期ループで行なわれる。上記位相差は、値の時系列からなり、上記時系列は、ろ波に先立って所定の係数だけ損なわれる。

上記基準信号は、 $N$ が各パケットにおけるデータビットの数を示す場合、所定周波数を $2N$ で割った周波数を有し、受信端末クロックの周波数が $2N$ で割られ、次に位相差が測定される。または、受信端末クロックの周波数は、 $2mN$ により割られるが、ここで $m$ は所定の損失係数である。

上記到着したパケットは、受信端末により検索のためにバッファに記憶される。バッファに記憶されるパケットの数は、その数が所定範囲内にあるかどうか測定するためにモニタされ、もしその数がその範囲内にない場合は、パケットの数が所

8、20を有し、各ノードは1個以上の連続ビットストリーム指向(CBO)のデータ端末32a-32gならびに他のタイプのデータ端末34a-34fを有する。データは、2個の端末を有するノードすなわちノード14、18とその端末間の相互接続を達成するのに必要な介在するリンクとノードの組み合わせを有する仮想回線データ経路上を通り、1つの端末(例えばCBO端末32b)から他の端末(例えばCBO端末32d)へ送信される。このような組み合わせの1つは、リンク26、ノード20、リンク30、ノード16、およびリンク28から成る。各ノード12、14、16、18、20における制御回路36は、必要に応じて仮想回線データ経路を生成およびは棄することによって、多重データ経路が実際のデータリンク上に形成される。各ノードはそれが接続される端末のデータの集信装置として働き、任意の端末により伝送されるデータを逐次“パケット”中に配置し、定められた伝送プロトコル(例えばX.25など)に従ってリンク上を通りパケットを伝

## 特開平2-296434(6)

定範囲内になるまで推定値に関係なく受信端末クロックの周波数は変えられる。

(作用)

本発明は、通信網からのデータパケットの到着に基づき受信端末(例えば、連続ビットストリーム指向(CBO)の端末)のクロック周波数を簡単、正確、および有効に同期制御する方法である。本方法は、各新パケットに応答して例えば伝送端末の周波数に一致(もしくは非常に接近して近似)するように受信端末クロックを調節するため、伝送周波数の変化に連続的に適応できるものである。これにより、バッファレベルの測定に基づき受信端末クロックを調節する先行技術に比べ、本方法は、バッファのオーバーランまたはアンダーランのリスクを顕著に減少させることができるものである。

(実施例)

第1図で説明すると、データ通信網10は、データリンク22、24、26、28、30により相互に接続されたノード12、14、16、18、20を有し、各ノードは1個以上の連続ビットストリーム指向(CBO)のデータ端末32a-32gならびに他のタイプのデータ端末34a-34fを有する。データは、2個の端末を有するノードすなわちノード14、18とその端末間の相互接続を達成するのに必要な介在するリンクとノードの組み合わせを有する仮想回線データ経路上を通り、1つの端末(例えばCBO端末32b)から他の端末(例えばCBO端末32d)へ送信される。このような組み合わせの1つは、リンク26、ノード20、リンク30、ノード16、およびリンク28から成る。各ノード12、14、16、18、20における制御回路36は、必要に応じて仮想回線データ経路を生成およびは棄することによって、多重データ経路が実際のデータリンク上に形成される。各ノードはそれが接続される端末のデータの集信装置として働き、任意の端末により伝送されるデータを逐次“パケット”中に配置し、定められた伝送プロトコル(例えばX.25など)に従ってリンク上を通りパケットを伝

送する。また第2図に示す如くに、データのパケット41は、パケットを伝送する端末(COB端末32b)およびパケット41を受信すべき端末とノードを表示することができるマルチビット43ワードからなる見出し42で始まる。見出し42の後には伝送されている実データを含むフィールド44が続く。データフィールド44のビット45の数は、通常固定されており、例えばそれは512ビットである。終端部フィールド46はパケット41の完結を示すマルチビット47ワードを有する。

また第3A-3B図をに示すごとくに、CBO端末32bは通信網10上における伝送とパケット化のためにデータ40(データ40の区分40a-40dのみ示されている)をノード14に連続的に送出する。ここで説明のために区分40a-40dのみ示されている点に注意されたい。CBO端末32bは、實際上単一連続ストリームでデータを送出する。ビット周波数 $f_c$ で、伝送

## 特開平2-296434 (7)

端末はデータ40をそのノードに送出する。そして、このビット周波数 $f$ は、例えば9,600ビット/秒に通常(しかし常にではない)固定される。このビット周波数の周期を $T$ と表わす。ノード14は、区分40a-40dをパッケージ化(パケット化)し、それぞれパケット41a-41dとしてそれらを伝送するが、それは比較的高い周波数(例えば64,000ビット/秒)で行われる。

ノード(例えばノード18)が、そのノードの有する端末の1個(例えばCBO端末32d)に向けられるパケット41を受信すると、それはパケットを連続データに脱パケット化する。そのデータは、ビット周波数 $f_r$ で端末により抽出されるが、その周波数は伝送端末32bの伝送周波数 $f$ に最適には等しいものである。ノード18はまたパケットから見出しと終端部のフィールド42と46を抜き出し、バッファ37にパケットのデータフィールド44を蓄積し、新しいパケットが到着したことを宛先端末に知らせる。バッファ

37は、例えば8パケットデータフィールドの容量を有する。

このように、受信されたパケット41は、ビットレート $f_r$ でバッファ37に置かれる(およびバッファ37から宛先端末により取り出される)。ただし、このビットレート $f_r$ が、もし伝送端末の周波数 $f$ に一致しない場合、バッファ37は実質上データで( $f_r$ があまりにも遅い場合)オーバーランし、( $f_r$ があまりにも速い場合)空になる。しかしながら、伝送CBO端末32bおよび受信CBO端末32dにおけるクロックは独立であり、さらに端末32bと32dは、例えば通信網クロックによりそれらのクロックの同期をとるためのアイドル期間を持たないものである。

確率的遅延のない場合、受信ノードにおいて、パケットにおけるビットの総数( $N$ )が知られている限り、ノードにより形成される逐次パケット(例えばパケット41a、41b)の始動の間の時間間隔 $\Delta t$ (第3B図)を測定することにより伝送周波数 $f$ を決定することができる。これは、

CBO端末によってデータの連続伝送が行われる結果である。すなわち、伝送周波数は、単純に $f = N/\Delta t$ となる。こうして、もし受信ノードにおけるパケットの到着レートが所定の一定レートであるとすると、伝送周波数 $f$ はごく単純に決定されうるものである。一度 $f_r$ が受信ノードにおいてわかると、受信端末の周波数 $f_r$ は $f$ に一致するように容易に調節される。

第3C-3D図に示すごとくに、伝送ノードの他の端末(例えば端末34b)からの伝送が通信網10上において多重化されるため、CBO端末32bからのパケット41の到着レートは、一定なものでもまた事前設定の所定のものでもない。すなわち、通信網10は、ノード18においてパケット41a-41dの到着時間において確率的(すなわちランダム)遅延を導入する。例えば、端末34bからのパケット50a-50eは、通信網10上においてCBOパケット41a-41dと多重化され、そしてCBOパケット41a、41c、41dが、確率的遅延 $\delta(41a)$ 、 $\delta$

(41c)、 $\delta(41d)$ だけそれぞれ遅れてノード18に到着するようにされる。この例においては、パケット41bはこのような確率的遅延が起こらなかつたものとする。

ここで今述べた多重化の理由以外に、例えば他のノードとのリンクの共用による理由からも通信網は確率的遅延を導入することもできる。

本発明は、パケットの確率的遅延にもかかわらず到着パケット時間に基づき伝送周波数 $f$ を決定し、測定伝送周波数に一致させるように受信周波数 $f_r$ を調節する方法を提供するものである。

第4図に示すごとくに、同期回路60(受信ノードの制御回路36に位置する)は、以下に詳細に説明するような方法で逐次パケットの到着時間差(TDOA)に基づき伝送周波数 $f$ を決定する。レシーバパケット検出器62は、回線64上でリンク28(第1図)からの各パケットの到着の信号を送り、各パケットの間の到着の時間は、TDOA計算法66により測定される。

いくつかのパケット41の到着の時間差は、 $T$



## 特開平2-296434 (8)

DOAフィルタ68(回線69上で)の出力が伝送端末により生成されるビット周期( $T_b = 1/f_b$ )の高度推定値( $\hat{T}_b$ )を表わすように選択される方法でTDOAフィルタ68によりろ波される。トランスミッタビット周期のこの推定値によりトラッキンググループ70が駆動され、クロック72により(例えば可変周波数発振器、VFO)生成される周波数 $f_c$ が、伝送CBO端末の周波数 $f_b$ に一致(または非常に接近して近似)する。

第5図に示すごとくに、TDOA計算器66は高速クロック80(例えば16,384MHz)に基づいて駆動される。このクロック80は、計数器82を連続的に増加し、そのカウントがパケットが到着した先の時間以来の間隔を表わす。同期装置84は、パケット到着信号64およびクロック80からのパルスに応答し、レジスタ16が新しいパケットの到着する度ごとに計数器82のカウンタをロードする(すなわちラッチ)ようにさせる。同期装置84は、また計数器の内容がレジスタ86にラッチされたことを保証するのに

の第1ステージ90aにシフトされるので、W番先の値は最後のステージ90Wからシフトアウトされ、加算器94により生成される結果から減算される。この演算は、効果的に平均値からW番以前のTDOA値を取り除き、その結果、累算器96が最新のWのTDOA測定値のみの平均値を持つこととなる。

累算器96の内容は、WのTDOA測定値のサンプル平均値であり、下記に詳細に説明する理由で、Nにより割る場合(トラッキンググループ70でゲイン74を適宜選択することにより成就されるように)、伝送CBO端末ビット周期の高度近似値 $\hat{T}_b$ を表す。

Wを2のべきとする(すなわち $W=2^n$ とする)ように選択すると、シフトで単純に乗算92を( $1/W$ )行なうことが可能となる点に注目されたい。または、下記に論ずるように、Wの係数だけループ内のゲイン74を減少させてトラッキンググループ70にWによる除算を行わせることも可能である。

十分な遅延88の後に、計数器82をクリアする。次に、計数器82は、再びクロックサイクルの計数を始動する。レジスタ86の内容(回線67に出現)は、2個の逐次パケット41の到着時間差(TDOA)の測定値となる。

第6図に示すごとくに、TDOAフィルタ68は、長さWの引窓の平均値算出フィルタ、すなわち到着する最新のWパケットについて計算器66によりなされたTDOA測定値を平均するフィルタとして配置される。特に、新しいTDOAが平均値に含まれるので、先にWパケットに到着したパケットのTDOAは放棄される。その結果、最新のWのTDOAのみが平均化される。

最新のTDOA入力は、定数( $1/W$ )で掛けられる。ここで、Wは平均値に含まれるTDOA測定値の数である。この乗算の積は、累算器96で平均化されたTDOA値に加算される。TDOAフィルタ68は、乗算器92の出力値がシフトされるW-ステージシフトレジスタ90を含む。最新の乗算器92の出力が、シフトレジスタ90

また第3D図に示すごとくに、TDOA計算器66とTDOAフィルタ68により生成された平均TDOA測定値から如何にトランスミッタのビットレート $f_b$ を算出できるかを理解するためには、2個の連続受信パケット、例えばパケット41cとパケット41dの間の到着時間差( $\Delta t$ )が次式により与えられることに注目されたい。

式(1)

$$\Delta t = N/f_c + \delta(41d) - \delta(41c)$$

ここで、 $N/f_c$ はパケットの時間長に等しい。一般に、いずれかの近接する2個のパケット(k)と(k-1)との間の到着の時間差は次式により与えられる。

式(2)

$$\Delta t(k) = N/f_c + \delta(k) - \delta(k-1)$$

ここで、 $\delta(k)$ は通信網10上のパケット(k)により受ける確率的遅延であり、 $\delta(k-1)$ はパケット(k-1)により受ける確率的遅延である。

## 特開平2-296434 (9)

$1/f$  は単純に伝送CRO 端末のビット周期 $T$ とおけるので、式(2)は次のように書き直すことができる。

式(3)

$$\Delta t(k) = NT_c + \delta(k) - \delta(k-1)$$

上述のように、各パケットにより受ける遅延は通信網10上のパケット伝送の性質からランダムとみなされる。各パケットにより受ける遅延は、また他のパケットにより受ける遅延とは独立であるとみなされ、パケットの遅延は、均等に分布しかつ定常であるとみなされる。このようにして、 $k$ 番目および $(k-1)$ 番目のパケットは、到着の予測時間差、 $E[\Delta t(k)]$ が次式により与えられる。

$$\text{式(4)} \quad E[\Delta t(k)] = E[NT_c + \delta(k) - \delta(k-1)]$$

式(4)は次式に対応する。

$$\text{式(5)} \quad E[\Delta t(k)] = E[NT_c] + E[\delta(k) - \delta(k-1)]$$

すなわち、 $k$ 番目と $(k-1)$ 番目との予測TDOAは、 $NT_c$ の予測値と $k$ 番目パケットと $(k-1)$

ので予測可能ではない。したがって、TDOAフィルタ68により得られるサンプル平均TDOA値 $\overline{\Delta t}(k)$ は、伝送されるビット周期 $T$ の推定値 $\hat{T}$ を得るのに使用される。 $W$ のTDOA値(第5図)のウインドについてスライディング平均をとり求められるサンプル平均TDOA値69は、非常に正確な推定値 $\hat{T}$ を与える。

また第7図の式の表に示すごとくに、TDOAフィルタ68は、式(8)の $\Delta t(k)$ の予測値 $(E[\delta(k) - \delta(k-1)])$ の近似である式(9)のサンプル平均値 $\overline{\Delta t}(k)$ を生成する。サンプル平均 $(\overline{\Delta t}(k))$ は、 $W$ のTDOA測定値(すなわち、サンプル)についての遅延 $(\Delta t(k))$ の合計を $W$ で割ったものに等しい。平均 $\overline{\Delta t}(k)$ を $N$ (パケットのビットの数)で割ると(式(10))、 $T_c$ のバイアスのない推定値 $\hat{T}$ を与え、これは、 $\overline{\Delta t}(k)$ により与えられる $E[\delta(k) - \delta(k-1)]$ に対する近似値と同じ程度に良好なものとなる。

TDOA値の有限数のみが平均されるため、パ

番号パケットの確立的遅延の予測差との和に等しい。しかしながら、

$$\text{式(6)} \quad E[\delta(k) - \delta(k-1)] = 0$$

が平均通信網遅延は一定とみなされるので成り立つ。さらに、式 $NT_c$ は一定であり、 $NT_c$ は $NT$ の予測値を持つ。したがって式(5)は次式になる。

式(7)

$$E[\Delta t(k)] = NT_c$$

あるいは、式(8)

$$T_c = E[\Delta t(k)]/N$$

式(8)から伝送端末のビット周期 $T_c$ は、TDOA測定値の予測値を求め、それを(既知の)パケット長さで割ると得られる。いつたん $T_c$ が求まると、その逆の伝送レート $f$ は容易に導かれる。

予測遅延 $E[\delta(k) - \delta(k-1)]$ は、理論的なものである

ケット到着時間の統計的ゆらぎにより、実際のトランスミッタビット周期 $T$ からトランスミッタビット周期の推定値 $\hat{T}$ は偏向する。トランスミッタビット周期の推定値と実際値との間のエラーが $T$ の実際値に正規化されると推定値にジッタ $J(k)$ (すなわちエラー)が生じる(式(11))。

ジッタは、 $(E[\delta(k) - \delta(k-1)])$ の理論値の代りにサンプル平均を用いる結果生じる。ジッタの大きさは、TDOAフィルタ68により平均化されたTDOA測定値の数 $W$ に反比例する。 $W$ の値を大きくすればジッタを減少させるが、しかしそれはフィルタを複雑にし、処理時間を長くする。式(12)に示されるように、いずれかのパケット(例えば $k$ 番目のパケット)についてのトランスミッタビット周期推定値 $\hat{T}(k)$ は、実際のビット周期 $T$ に近接パケット間の平均確率的遅延差をパケット内でのビットの数で割ったもの(すなわち $\overline{\Delta t}(k)/N$ )だけ補正したものに等しい。目標は、予測絶対値、すなわちRMS値もしくは何か他の適切なジッタ $J(k)$ の測度が所定最大ジッタ

値  $J_{\dots}$  (式(13,15))より小さくなるように  $W$  を選択することである。ジッタを  $J_{\dots}$  未満にするようにサンプル  $W$  の大きさをきめる1つの方法は、式(14)に定義のジッタの2乗に基づくものである。式(15)にみられるように、ジッタの2乗 ( $J(k)^2$ ) の予測値は、 $J_{\dots}$  の2乗に等しいか、それ以下でなければならない。式(15)に式(12)を置き換えると、ジッタの2乗の予測値が、式(16)に示すように、近接パケット間の平均遅延  $\overline{\Delta\delta}(k)$  の項で表わされるようになる。平均遅延  $\overline{\Delta\delta}(k)$  は、フィルタ68により平均化されたTDOA測定値の数  $W$  の関数である(式(17))。

$k$  番目パケットの遅延の予測値 ( $E[\delta(K)]$ ) は、 $\mu\delta$  と定義される(式(18))。こうして、式(17)で表わされるように、 $\Delta\delta(k)$  の値は、式(19)と(20)に示されるようにその式の右辺から  $\mu\delta$  を単純に加減することにより  $\mu\delta$  の項で表わすことができる。 $\overline{\Delta\delta}(k)$  を2乗すると式(21)となる。

式(21)に表わされるように  $\overline{\Delta\delta}(k)^2$  の予

と次式を与えるが、これはTDOAジッタ次数  $W$  とジッタに関するものである。

式(28)

$$\frac{2\sigma_f^2}{W^2} \leq J_{\max}^2 N^2 T_c^2$$

あるいは、式(29)

$$W \geq \frac{\sigma_f \sqrt{2}}{N T_c J_{\max}}$$

$W$  がこの不等式を満足する限り、 $T_c$  における、したがって補正した受信端末ビットレート  $f_r$  におけるRMSジッタは、 $J_{\dots}$  より小さくすることができる。それは、トラッキングループにおいてゲイン  $G$  の適切な選択74をすることによりできるものである。

第8図の式の表に示す如くに、通信網10の遅延分布  $\Delta\delta$  が分かっていると、上述の方法に代る方法で、得られるジッタをある任意の信頼度  $\alpha$  の範囲内(例えば95%の範囲内)にある所定の最大ジッタ  $J_{\dots}$  より小さく保つようにサンプルの大きさ  $W$  を選択することができる。この場合、ジッタの大きさが  $J_{\dots}$  以下である確率  $P$  が式(30)

特開平2-296434 (10)

測値は式(22)に示される。しかしながら、定義により、予測値からの値の偏差の2乗の予測値 ( $(\delta(k) - \mu\delta)^2$ ) は、その値の標準偏差の2乗  $\sigma_\delta$  である。こうして、式(23)に示すように、 $E[(\delta(k) - \mu\delta)^2]$  と  $E[(\delta(k-w) - \mu\delta)^2]$  の予測値は両者とも  $\sigma_\delta^2$  となる。式(24) - (26) は、式(22)の右辺の残る項(すなわち  $-2E[(\delta(k) - \mu\delta)[\delta(k-w) - \mu\delta]]$ ) がゼロになることを示している。この残る項の角かっこは式(24)に展開され、式(25)に示されるような予測値とされる。しかしながら、 $E[\delta(K)\delta(K-W)]$  は、 $\mu\delta^2$  であり、単純定数である。 $E[\mu^2\delta]$  は  $\mu\delta^2$  に等しく、 $E[(\delta(k))]$  は  $E[(\delta(k-w))]$  に等しく、これはまた  $\mu\delta$  に等しい。したがって、式(25)は式(26)に示されるようになり、ゼロに等しくなる。

したがって、式(27)に示すように、遅延差平均2乗の予測値は、標準偏差の2乗の2倍を  $W^2$  で割ったものに等しい。この式を(16)に置き換える

により示されるように信頼度  $\alpha$  より大きくなるようにサンプルの大きさ  $W$  を選択するものである。

この確率は、確率分布関数  $F_k(a)$  の項で書き直することができるが、ここで、(a) は  $|J_{\dots}|$  未満である。 $F_k(a)$  を確率的遅延の差の平均  $\overline{\Delta\delta}(k)$  の確率分布関数に等しいとすると、定義により、

式(32)

$$F_k(a) = P[\overline{\Delta\delta}(k) \leq a]$$

となる。

式(17)により与えられる  $\overline{\Delta\delta}(k)$  の式を(32)に置き換えると次式が得られる。

式(33)

$$F_k(a) = P[\delta(k) - \delta(k-w) \leq aW]$$

$\delta(k)$  と  $\delta(k-w)$  は独立同一分布(iid) 確率変数であるので、式(33)の右辺により示される確率は、分布関数  $F_{\Delta\delta}(aW)$  により定義される。ここで、 $F_{\Delta\delta}$  は  $\Delta\delta(k)$  の確率分布関数である。分布関数

## 特開平2-296434 (11)

$F_k(a)$  がわかると、密度関数  $f_k(a)$  は、変数  $(a)$  に関する  $F_k(a)$  の導関数を単純にとることにより生成される。すなわち、式(34)(35)

$$\begin{aligned} F_k(a) &= F_{\Delta\delta}(aW) \\ f_k(a) &= W f_{\Delta\delta}(aW) \end{aligned}$$

遅延分布  $\Delta\delta$  の確率密度関数は、遅延  $f_k(d)$  と  $f_k(-d)$  の密度関数の重畳をとることにより求まる式(36)。ここで、 $(d)$  は変数について分布からとられる場合の変数を示す。

通信網の密度関数  $f_k(d)$  は、わかっている場合がしばしばである。例えば、指数的に分散する遅延を持つ通信網（例えば M/M/1 待ち行列モデルに従う通信網）において、密度関数は式(37)により与えられる。ここで、 $\mu$  は分布の平均値の逆数である。したがって、遅延の差の密度関数  $(f_{\Delta\delta}(d))$  は、式(36)に示されるように通信網の密度関数を重畳することにより求められるものと

ができる。

中央極限定理は、分布  $\overline{\Delta\delta}(k)$  がゼロ平均と次の分散を有する正規分布に集束することを示す。

$$\text{式(40)} \quad E[(\overline{\Delta\delta}(k))^2] = \sigma_\delta^2/W$$

ここで、 $W$  は損われた時系列から平均（式(9)）を形成するのに使用する TDOA 値の数を示す。式(16)を式(41)のように書きなおし、式(40)と式(41)に代入すると、 $W$  に関する次式を得る。これが満足された場合、RMS ジッタは  $J_{\text{max}}$  未満に維持される結果となる。

$$W \geq (\sigma_\delta/J_{\text{max}}NT_c)^2 \quad (42)$$

中央極限定理を使用すると、式(31)は式(43)のように標準正規分布  $\Phi(x)$  の百分位数の項で書き直すことができる。

第9図の式の表に示すごとくに、一般に、パケ

であるが、式(38)により示される結果となる。式(39)に示されるように、密度関数  $f_k(a)$  は、式(38)を式(35)に代入して導かれるが、次に  $(k)$  について積分すると分布関数  $F_k(a)$  が生成される。いつたん分布関数が求まると、それは式(31)に代入され、信頼度  $\alpha$  について解かれ、サンプルの大きさ  $W$  について解が求められる。もし通信網 10 の遅延分布が不明の場合、 $W$  の値は中心極限定理を適用することによりさらに求めることができる。2つの連続する差分遅延は相関するが、式(17)により表わされる時系列から中間値を取りはらずと（すなわち、時系列を損うと）、時系列は独立とされる。例えば、 $\Delta\delta(1)$  と  $\Delta\delta(2)$  の両者は、 $\delta(1)$  に依存するので相関することになる。列から  $\Delta\delta(2)$  を取りはらずし、 $\Delta\delta(3)$  と  $\Delta\delta(1)$  のみを考慮すると独立同一分布(iid) 確率変数となる。したがって、損失係数が少なくとも2である限り（つまり、少なくとも1つおきの値を取りはらずと）、中央極限定理を妥当性をもつて残りの独立変数に適用するこ

ットは決まった長さ  $(N)$  を有するが、（既知の仕方または確率的な仕方のどちらかで）応用対象で変化する場合がある。この場合、TDOA フィルタ 68 は、上記に論じた確率的パケットの長さ  $N(k)$ 、ならびに確立的遅延分布にわたって平均化する。すなわち、

$$\Delta t(k) = N(k)T_c + \delta(k) - \delta(k-1) \quad (44)$$

ここで、パケットの長さ  $N(k)$  は変数である。式(44)を式(9)に適用（第7図）して形成される  $\Delta t(k)$  の推定値  $\overline{\Delta t}(k)$  は、式(45)で表わされ、これは式(46)に示されるように、2つの別々の和に分けることができる。第1の和は、パケットの平均長さ（すなわち、 $\overline{N}(k)$ ）を  $T_c$  で掛けたものを示し、第2の和は、遅延の平均差  $\overline{\Delta\delta}(k)$  に対応する。上述したように、遅延の平均差の予測値は、式(46a)に示すようにゼロである。したがって、

$$\text{式(47)} \quad \overline{\Delta t}(k) = \overline{N}(k) \hat{T}_c$$

特開平2-296434 (12)

式(48)

$$\hat{T}_t = \overline{\Delta t(k)} / \overline{N(k)}$$

である。

サンプル平均  $\overline{N(k)}$  が測定されるので、予測値  $\hat{T}_t$  にさらに不確実性が加わることはない。したがって、バケットのサンプル平均長さが、トランスミッタのビット周期推定値  $\hat{T}_t$  にさらに不確実性を寄与することもない。

失われたバケットがある場合、トランスミッタレートの推定値を求める本発明方法は、 $T_t$  の推定においてエラーとなる非常に大きい通信網遅延として失われたバケットを取扱う。 $T_t$  の推定の場合のエラーは、バッファ37のレベル(第1図)の増加となるが、これはバケット損失によるバッファ消耗を補償するものとなる。すなわち、受信ノードは、あたかもトランスミッタがその伝送速度を減少したかのようにバケットの損失を取り扱

行なえる。事実、上述した様に設計したTDOAフィルタ68によって、第1次ループは十分にトラッキングできる。エラーの影響を調べるために、トラッキングループ70の応答、ただしこれは1次ループである、を求めなければならない。

TDOAフィルタ68により生成される推定値  $\hat{T}_t$  は、トラッキングループ70の駆動関数を与える。加算器73は、変換器76によりつくられるVFO72の出力周波数の周期  $T_c$  の負と  $\hat{T}_t$  の推定値とを合計する。この合計がゼロでない場合、それは、受信端末の周波数設定  $f_r$  および伝送端末周波数(すなわち  $1/\hat{T}_t$ )の推定値の間のエラーを表わす。このエラー信号は、上記のように選択したゲインGを有する増幅器7.4に入力される。この増幅エラー信号は、ループ平滑化フィルタ75によりろ波され、変数周波数発信器(VFO)72を制御するのに使用される。

第10図に示す如くに、変換器76は、VFO72によりつくられた周波数を、加算器73に負の入力として使用のためVFO72のビット周期

う。

このエラーがバッファレベルにどう影響するかをみるために、バケットは、時間  $t$  に失われ、計器66により行われる単一TDOA測定にエラー  $NT_t$  を誘導すると考える。すると、もしTDOAフィルタ68がWサンプルを必要とする場合、時間  $(L)$  と  $(L+W-1)$  との間の平均  $\overline{\Delta t(k)}$  のエラー量は、 $NT_t / W$  となる。

トラッキングループ70は線形であるため、バッファレベルにおけるこのエラーの影響は、パルス関数  $(u(L) - u(L+W)) (NT_t / W)$  (ここで、パルスは  $u(L)$  と  $u(L+W)$ 、それぞれ  $(L)$  と  $(L+W)$  における個別のユニットステップ関数の使用により形成される) へのトラッキングループ70の応答を考慮して求めることができる。つまり、Wサンプルに存続するエラーへのトラッキングループ70の応答を考慮して求めることができる。ループ70を駆動する推定値  $\hat{T}_t$  は高品質であるため(上に論じたように)、第1または第2次ループは十分にトラッキングが

( $T_c$ ) に対応する数に変える。

VFO72の出力は、同期装置110に高速(例えば16.384MHz)クロック112からのパルスとともに供給される。同期装置110は、高速クロック112のエッジにVFO72のエッジを同期化して合わせる。エッジ検出器114は、同期装置110の立上るエッジに合ったパルス出力を生成する。このパルスは、計数器118の現カウントをレジスタ116がロードするようにするが、これは、クロック112からのパルスに同期して増分する。このパルスは、レジスタ116が計数器118の内容を得るのに十分な遅延120後、計数器118をクリアする。計数器118により与えられた数は、VFO72の出力信号の  $T_c$  周期に対応する。

トラッキングループ70は1次ループであるので、それは次の差の式に従う。

$$T_c(k) = T_c(k-1) + G[\hat{T}_t(k) - T_c(k-1)] \quad (49)$$

## 特開平2-296434 (13)

ここで、 $G$ はループゲインであり、 $T_r(k-1)$ は $(k-1)$ 番目のバケット到着の後のレシーバのビット周期であり、 $T_r(k)$ は $k$ 番目のバケットの到着後の推定トランスミッタ周期である。もし、トランスミッタバケット到着周期の推定におけるエラーがゼロの場合（理想的な場合）、 $\hat{T}_r$ と $T_r(k-1)$ との間の差（すなわち加算器73の出力）はゼロとなる。さらに、このようなループは、ゼロと2との間のゲイン（すなわち $0 < G < 2$ ）において安定である。 $G=1$ に対して、レシーバビットレート $T_r(k)$ は、推定トランスミッタビットレート $\hat{T}_r(k)$ に等しく、有効にループの平滑化の影響を取り除く。 $G=1$ に対して、そのループは効果的に削除され、推定値 $\hat{T}_r$ は直接使われる。ループのゲイン $G$ は、もしそれが明らかにTDOAフィルタに含まれていない場合、 $N$ による除算を考慮するように係数 $(1/N)$ だけ減じなければならないことを再度記憶すべきである。さらに選択したTDOAフィルタにおいて、もし定数が明らかにTDOAフィルタに含まれていない場合、フィル

起った後、 $M$ 番目のサンプルにつづき減衰する。この例では、エラーが唯一の駆動関数であるので（式(55)）エラーに先立って応答する関数のパルスはない。

したがって、 $T_r(k)$ のエラーは、初め $\Delta T_r(k)$ が影響される間の $W$ タイムステップにわたり増加し、次にエラーの影響は指数的に減衰してゼロになる。このエラーは、TDOA測定値の増加および通常より高い推定値 $\hat{T}_r$ をひきおこす。すなわち、伝送速度推定値の減少となり、バッファレベルの増加という結果をとらなう。エラーの結果としてどれだけバッファが増大するかみるためには、バケットが失われた点から応答を単純に合計する。すなわち、式(56)に示すように0から無限大までの増分する応答を合計する。ただし、時間 $(L)$ に先立つ応答は存在しない。

式(56)に式(53)と(54)から $R(k)$ の値を代入すると、式(57)が得られ、これを式(58)に従って展開し、併合整理すると、式(59)が得られる。式(57)の和における下限は、 $(L)$ が

タの定数による乗算を考慮するようにゲインを減ずることも可能である。例えば、もし $1/W$ による乗算がフィルタに含まれていない場合、平均化するフィルタの引窓に対するゲインは、減ぜられる。

第11図の式の表に示す如くに、ループ応答は、式(50)により与えられる。CBO端末32bが一定のビットレート $T_r$ で伝送する場合、式(51)によりループ応答が与えられる。ここで、 $\epsilon(k)$ は $\hat{T}_r$ における推定エラーである。したがって、先に論じたエラーパルス駆動関数への増分する応答 $R(k)$ は、式(52)により与えられる。

この式を解く際には、3つの注目すべき範囲がある。すなわち(1)エラーが起った時より前の時（すなわち $k < L$ ）、(2)エラーが初めに現れた時からエラーが平均を通り伝播した時の後の $M$ サンプルまでのパルス間の時（すなわち $L \leq k < L+W$ ）(3)エラーが平均を通過してしまつてパルスからの回復が起っている時（すなわち $k \geq L+W$ ）である。エラーパルスの間、 $R(k)$ は、式(53)に従って増大し、次に式(54)に従ってエラーが

ゼロに等しいと考えてゼロに設定する（普遍性を何ら失わない）。

最後の項の指数とその最後の項の和の限度において $(k-M)$ を $L$ と置いて書きかえると、式(60)が与えられるが、その最後の2つの和は消え、第1の和が残る、これは $T_r$ と等しくなる（式(61)）。

これらの和を行なう際、エラーの蓄積増大が（TDOA測定値、 $T_r$ におけるエラーに等しい）時間の間にわたり、起ることがわかる。バケットが失われた期間、バッファ37は、空にされつづいているので、実質的には、名目バッファレベルは回復する。したがって、この方法が暗黙にバッファレベルを制御する。

シーケンスよりはずれたバケットが検出されている限り（例えばシーケンス番号の使用により）、本方法がシーケンスよりはずれたバケットにより影響を受けないこともまた明白である。そこで、本方法は、バケット $(k-1)$ の前にバケット $(k)$ の到着のために起こる負の微分遅延をまた適用しなければならない。バケットの順番付けができる限

## 特開平2-296434 (14)

り、適切な遅延を求めることができることは容易に分る。

本方法の性能は、第12A図を第12B図のシュミレーションの比較からみることができる。第12A図は、トラッキングループ70におけるゲイン74をゼロに設定し（すなわちトラッキングのない）レシーバビットレートがトランスミッタビットレートを.01%だけ超過するバケット通信網10のシュミレーションを示している。このシュミレーションにおいては、バッファの大きさは初め10,000ビットに設定された。バッファの大きさに定常的（線形）減少があることに注目されたい。

第12B図は、ゲイン74を0.1に設定し、TDOAフィルタ68のオーダ（つまりM）を50に設定した場合の同じシュミレーションを示す。この場合のバッファは、定常的減少を示さず、長い確率的遅延により起こされる低いバッファ状態から直ちに回復されることを示している。これらのシュミレーションにおいて、収束は、50バケ

増分される。新TDOA測定値と累積した先のTDOA平均値との和130は、現バケットを今含む（計数器136から）バケットの総数により割られる。この除算の結果が新しい平均TDOA測定値であり、これは累算器134に記憶され、トランスミッタビット周期のNにより割られると更新推定値 $\hat{T}_k(k)$ となる。

第14図に示す如く、TDOAフィルタ68の他の実施例は、指数的平滑化フィルタである。このフィルタは、TDOA測定の重量平均を生成し、次式に従って最新のサンプルに、より大きい重量をあたえるが、この式は、式(9)の指数形である。

$$\hat{\Delta t}(k) = (1-\lambda)\hat{\Delta t}(k-1) + \lambda\Delta t(k) \quad (61a)$$

ここで、 $\lambda$ は0から1の間の定数である。

指数的フィルタは、バイアスのない $\hat{T}_k$ の推定値を与え、先のサンプルのただ1つのみが保存される必要があるので引窓平均（第6図）より実施

ットのみについて行われる平均化において非常に急速であることがわかる。第12B図のスパイクは、通信網における確率的遅延により起こされる。本方法は、これらの偏差からすばやく回復することに注目されたい。

## 他の実施例

この他の実施例も本特許請求の適用範囲内にある。

例えば、第13図に示すごとく、TDOAフィルタ68は、代替的に増大する記憶の平均を行なうように使用され、推定値 $\hat{T}_k(k)$ を与える。各TDOA測定値67は、現平均TDOA測定値（累算器に含まれる）の積と、取られたバケットの数（すなわち、サンプル）とを加算130する。乗算器132により得られた積は、今のバケットに先立つすべてのバケットの全TDOAを表わし、新バケットが到着する度ごとにレジスタ137にロードされる。取られたサンプルの数は、計数器136に維持され、これはまた新バケットが到着する度毎にバケット検出器62（第4図）により

が容易である。各TDOA測定値67は、定数 $\lambda$ により掛けられ140、この積は、累算器148に含まれる現平均TDOA測定値と他の定数 $1-\lambda$ との積144に加算される（142）。この和が累算器146における新平均TDOA測定値となり、これは再びNにより割られると、推定値 $\hat{T}_k(k)$ となる。

TDOAフィルタ68としてどれを選択実施しよう（第6、13、また14図）TDOAフィルタ68は、 $E\{\Delta t(k)\}$ の推定値を与え（式(8)）るが、厳密に言えば、 $E\{\Delta t(k)\}/N$ である $\hat{T}_k$ を与えるものではない。TDOAフィルタ68においてこの割り算を行うよりむしろ、トラッキングループ70のゲイン74をNの係数だけ減ずることである。この結果は同じであり、これがTDOAフィルタ68に複雑性を付加するのを回避する。

TDOAフィルタ68のいくつかのハードウェア実施例が論じられてはいるが、それぞれは代替的にTDOAフィルタのアルゴリズムとして実施

## 特開平2-296434(15)

するものであり、マイクロプロセッサによって推定値 $\hat{T}_s$ をえるものである。またトラッキングループの多くもマイクロプロセッサで実施できるものである。

第15図に示す如くに、受信端末周波数 $f_r$ と伝送周波数 $f_t$ とを同期させる代替の配置200は、位相同期ループ202を使用する。基準クロック発生器204は、バケット検出器208がリンク28(第1図)からのバケットの到着を感知する度ごとにその出力変化205を生成する。基準クロック信号205は、位相識別器206に1つの入力を与える。位相識別器206は、2Nで割ったVFO210の出力214をその他の入力としてし受信する。位相識別器206は、順次フィルタ212を介してVFO210を駆動するが、これは以下に詳しく説明する。

検出器208からの逐次バケット到着信号により、基準クロック発生器204は交互に正負に進む変化を生成する。こうして、クロック204は、バケット到着速度の半分に等しい周波数の信号を

228との間の時間差220(すなわち位相エラー $\Phi$ )を示すk番目の基準クロックパルスの長さを $T_{ref}$ 、除算器214からのパルスの長さを $T_s$ 、先のパルスに関する位相エラーを $\Phi(k)$ および今のパルスに関する位相エラーを $\Phi(k+1)$ と表すと、第12図から次式となる。

$$\Phi(k) + T_s = T_{ref} + \Phi(k+1) \quad (62)$$

$$\Phi(k+1) = T_s + \Phi(k) - T_{ref} \quad (63)$$

第17図の式の表に示す如くに、周期 $T_s$ は、k番目のバケットのレシーバクロック周期 $T_r(k)$ のN倍に等しく(式(64))、基準周期 $T_{ref}$ は、名目上のトランスミッタ周期 $T_t$ に掛けるバケットのビットの数(つまり $NT_t$ )にさらにエラーによる補正をしたものである。このエラーは、式(65)により示されるように逐次バケットの遅延 $\delta$ の差の関数である。式(64)と

生成する。各バケットは、Nビット長さであるので、基準クロック204は、トランスミッタ $f_t$ の周波数を2Nで割ったもので動作する。

こうして、VFO210の出力は、位相識別器206に適用される前に2Nにより割られる(214)。ここで、損失の場合には除算は2mNにより割られるが、ここで、損失とは、各バケットに基準変化を起こすというよりむしろ各m番目のバケットに基準変化が起こるということを意味することに注意すべきである。理想的には、VFO210は、トランスミッタ周波数 $f_t$ で発振する。この場合、除算器214を経由して位相識別器206に供給される信号は基準クロック204の周波数に一致する。トランスミッタ周波数 $f_t$ とVFO周波数 $f_v$ との間の差は、以下に論ずるように位相同期ループ202により時間を超過して取り除かれる。

第16図に示す如くに、位相識別器206は、除算器214の出力の各基準クロック変化222、224および直ちに続く同期クロック変化226、

(65)を式(63)に代入すると、いずれか近接する2つのバケットの間の位相の差の式(つまり $\Delta\Phi(k+1) = \Phi(k+1) - \Phi(k)$ ) (66)が得られる。

ループ202がロックされると、 $\Delta\Phi(k+1)$ はゼロとなる。同様に、確立的遅延が存在しない場合、 $\delta(k) - \delta(k+1) = 0$ となり、したがって $T_s(k) = T_t$ となる。しかしながら、確率的遅延が存在する場合、そうならない。確立的遅延の影響を取り除くために、ループフィルタ212(ただしこれは平均化フィルタ230と平滑化フィルタ232を含んでもよい)は、TDOAフィルタ68(第4図)がバケット到着の時間差を平均化するのと同様の仕方でも $\Delta\Phi(k)$ 、 $\overline{\Delta\Phi(k)}$ の時間平均を得る。このように、平均化フィルタ230をTDOAの以上に論じた方法のいずれかで実施することができる。フィルタ212は、また(可能には平均化フィルタ230の1部としてではあるが)同相同期ループ202の応答を平滑化するための平滑化フィルタ232を含



ひ。

フィルタ212の出力は、平均位相エラーに比例する。したがって、

$$T_e(k) = T_e(k-1) + G\Delta\phi(k) \quad (67)$$

となる。ここで、 $T_e(k)$ はk番目のパケットのレシーバビット周期、 $T_e(k-1)$ は(k-1)番目のパケットのレシーバビット周期、およびGはループ202のゲインを表わす。

第18図は、第15図に説明した方法のシュミレーションの結果を示すが、ここではバッファレベルは10,000で始動したものである。平均遅延は0.02秒で指数的に分散した。ループのゲイン(G)は、0.01であった。ループフィルタは、オーダ50の平均化フィルタであった。パケットの大きさは2,000ビットであった。レシーバの周波数は、トランスミッタの周波数を1Hzだけ超過し、それぞれ1201Hzと1200Hzであった。バッファレベルが急速に安定

バッファレベルの監視と到着時間差測定のための組み合わせもまた可能である。

#### [発明の効果]

本発明によれば、各新パケットにตอบสนองして、例えば伝送端末の周波数に一致（もしくは非常に接近して近似）するように受信端末クロックを調節するため、伝送周波数の変化に連続的に適応できるものである。従って、バッファレベルの測定に基づき受信端末クロックを調節する先行技術に比べ、本方法は、バッファのオーバーランまたはアンダーランのリスクを顕著に減少させるものである。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は通信網のブロック図である。

第2図は第1図の通信網上に伝送されるデータの packets を示す図である。

第3A-3D図は通信網上の packets の伝送を理解するための説明図である。

第4図は、通信網における受信端末のクロックと伝送端末のクロックとの同期をとるための本発明の1実施例のブロック図である。

特開平2-296434(16)

レベルに落ち着くことをみることができる。さらにバッファレベルのスパイクは、遅延が確率的性質のものであることを表示している。

受信ノードにおけるバッファレベルを、パケットの到着に無関係の受信ノード内に起こるエラーにより変化させることも可能である。この状況において、本発明の方法は、ノードエラーのために形成した新しいバッファレベルにおけるレベルを安定化することもできる。代替として、制御器36（第1図）により周期的にバッファ37のレベルをモニタすることもできる。もしレベルが任意の値、例えばバッファ容量の25%から75%の範囲にある場合には、パケット到着時間をモニタする方法は、以上に論じた仕方ではバッファレベルを制御する。もしバッファレベルがこれら所定の限度外にくる場合には、制御器36は、レシーバクロックを調節して直接にバッファレベルを所定の限度内に、もつてくるようにできる。一度レベルが戻ると、レシーバクロックは上述の packets 到着をモニタする方法により再び制御される。

第5図は第4図のブロックの1つを示す図である。

第6図は第4図のブロックの別の1つを示す図である。

第7図は本発明の理論を理解するのに有用な式の表を示す図である。

第8図はサンプルの大きさの計算を理解するのに有用な式の表を示す図である。

第9図は本発明の特徴を理解するのに有用な式の表を示す図である。

第10図は第4図の別のブロックを示す図である。

第11図は損失 packets の影響を理解するのに有用な式の表を示す図である。

第12Aおよび12B図は第4図に示した本発明の実施例の演算を理解するのに有用なシュミレーション結果を示す図である。

第13図は第6図に示すブロックの変形例の図である。

第14図は第6図のブロックの別の変形例の図

## 特開平 2-296434 (17)

である。

第 15 図は本発明の第 2 の実施例のブロック図である。

第 16 図はシステムの演算を理解するのに有用な説明図である。

第 17 図は第 15 図のシステムを理解するのに有用な式の表を示す図である。

第 18 図は第 15 図のシステムを理解するのに有用なシュミレーションの結果を示す図である。

10……データ通信網

12, 14, 16, 18, 20……ノード

22, 24, 26, 28, 30……リンク

32(32a-32g)……(C80 の) データ端末

34(34a-34f)……(他の) データ端末

36……制御(回路)器

37……バッファ

40(40a-40d)……データ

41……パケット

42……見出し

43……マルチビット

84……同期装置

86……レジスタ

88……遅延

90……(W-ステージシフト)レジスタ

92……乗算器

94……加算器

96……累算器

100……減算器

110……同期装置

112……(高速)クロック

114……(エッジ)検出器

116……レジスタ

118……計数器

120……遅延

130……加算器

132……乗算器

134……累算器

136……計数器

137……レジスタ

138……除算器

140……乗算器

142……加算器

144……乗算器

146……累算器

148……累算器

44……フィールド

45……ビット

46……(終端部)フィールド

47……マルチビット

50(50a-50e)……パケット

60……同期回路

62……(レシーバパケット)検出器

64……回線

66……(TDOA)計算器

67……(TDOA)測定(値)

68……(TDOA)フィルタ

69……回線

70……トラッキングループ

72……クロック

73……加算器

74……ゲイン

75……(平滑化)フィルタ

76……変換器

80……高速クロック

82……計数器

200……配列

202……位相同期ループ

204……(クロック)発生器

205……(クロック)信号(出力)

206……(位相)識別器

208……検出器

210……VFO

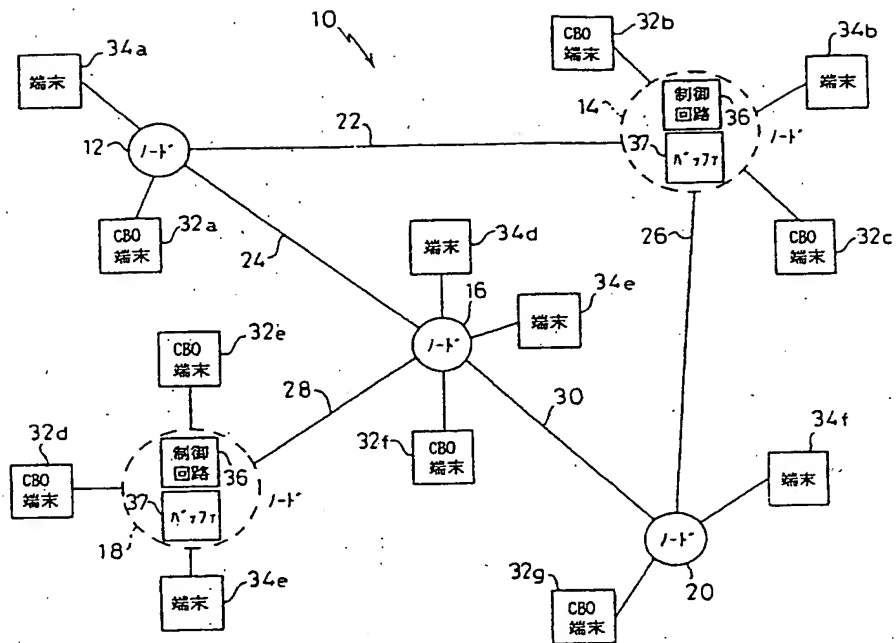
212……(ループ)フィルタ

214……除算器

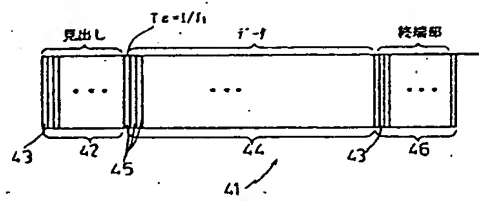
230……(平均化)フィルタ

232……(平滑化)フィルタ

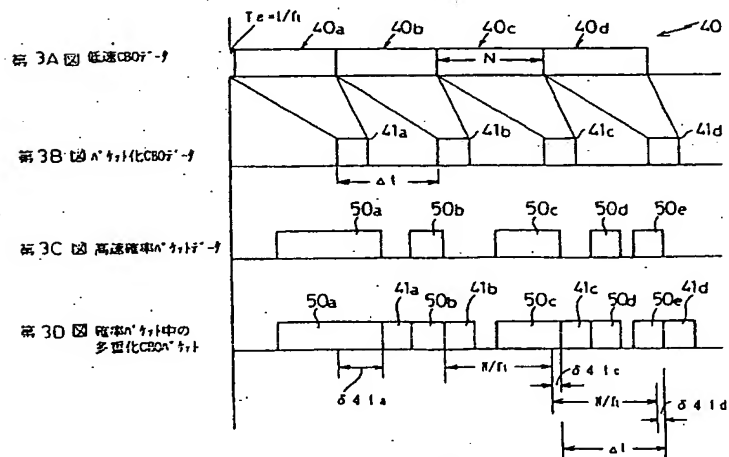
特開平2-296434 (18)



第 1 図

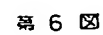


第 2 図



第 3 図

特開平2-296434 (19)



特開平2-296434 (20)

$$\overline{\Delta \tau(k)} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \Delta \tau(k-i)$$

$$\hat{\tau}_i(k) = \frac{1}{N} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \Delta \tau(k-i) \right\}$$

$$\left( \frac{\hat{\tau}_i(k) - \tau_i}{\tau_i} \right) = J(k)$$

$$\hat{\tau}_i(k) = \tau_i - \frac{\Delta \delta(k)}{N}$$

$$E \left\{ \left| \frac{\hat{\tau}_i(k) - \tau_i}{\tau_i} \right| \right\} < J_{max}$$

$$\left\{ \frac{\hat{\tau}_i(k) - \tau_i}{\tau_i} \right\}^2 = J_{max}^2$$

$$E \left\{ \left( \frac{\hat{\tau}_i(k) - \tau_i}{\tau_i} \right)^2 \right\} \leq J_{max}^2$$

$$E \left\{ \left( \frac{\overline{\Delta \delta(k)}}{N \tau_i} \right)^2 \right\} \leq J_{max}^2$$

第7A図

$$E \{ (\delta(k) - \mu_\delta)^2 \} = E \{ (\delta(k-u) - \mu_\delta)^2 \} = \sigma_\delta^2$$

$$E \{ (\delta(k) - \mu_\delta) (\delta(k-u) - \mu_\delta) \} = E \left\{ \delta(k) \delta(k-u) + \mu_\delta^2 - \mu_\delta \delta(k) - \mu_\delta \delta(k-u) \right\}$$

$$E \{ (\delta(k) - \mu_\delta) (\delta(k-u) - \mu_\delta) \} = E \{ \delta(k) \delta(k-u) \} + E \{ (\mu_\delta)^2 \} - E \{ \mu_\delta [\delta(k) + \delta(k-u)] \}$$

$$E \{ (\delta(k) - \mu_\delta) (\delta(k-u) - \mu_\delta) \} = \mu_\delta^2 - 2\mu_\delta^2 + \mu_\delta^2 = 0$$

$$E \{ (\overline{\Delta \delta(k)})^2 \} = \frac{2\sigma_\delta^2}{N^2}$$

第7C図

$$\overline{\Delta \delta(k)} = \frac{\delta(k) - \delta(k-u)}{N}$$

$$E \{ \delta(k) \} = \mu_\delta$$

$$\overline{\Delta \delta(k)} = \frac{\delta(k) - \mu_\delta - \delta(k-u) + \mu_\delta}{N}$$

$$\overline{\Delta \delta(k)} = \frac{(\delta(k) - \mu_\delta) - (\delta(k-u) - \mu_\delta)}{N}$$

$$\overline{\Delta \delta(k)}^2 = \frac{1}{N^2} \left\{ (\delta(k) - \mu_\delta)^2 - 2(\delta(k) - \mu_\delta)(\delta(k-u) - \mu_\delta) + (\delta(k-u) - \mu_\delta)^2 \right\}$$

$$E \{ (\overline{\Delta \delta(k)})^2 \} = \frac{1}{N^2} \left\{ E \{ (\delta(k) - \mu_\delta)^2 \} + E \{ (\delta(k-u) - \mu_\delta)^2 \} - 2E \{ (\delta(k) - \mu_\delta)(\delta(k-u) - \mu_\delta) \} \right\}$$

第7B図

$$P \left\{ \left| \frac{\overline{\Delta \delta(k)}}{N \tau_i} \right| \leq J_{max} \right\} \geq \alpha$$

$$F_\delta(J_{max} N \tau_i) - F_\delta(-J_{max} N \tau_i) \geq \alpha$$

$$F_{\Delta \delta}(d) = F_\delta(d) + F_\delta(-d)$$

$$F_\delta(d) = \mu e^{-\mu d}$$

$$F_{\Delta \delta}(d) = \frac{\mu}{2} e^{-\mu |d|}$$

$$F_\delta(d) = \frac{\mu}{2} e^{-\mu |d|}$$

$$E \{ (\overline{\Delta \delta(k)})^2 \} < \frac{J_{max}^2}{N^2} \frac{2\sigma_\delta^2}{\tau_i^2}$$

$$\phi \left( \frac{J_{max} N \tau_i \sqrt{N}}{\sigma_\delta} \right) = \phi \left( \frac{-J_{max} N \tau_i \sqrt{N}}{\sigma_\delta} \right) \geq \alpha$$

第8図

BEST AVAILABLE COPY

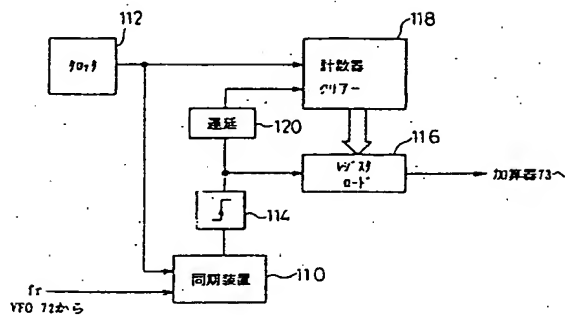
特開平2-296434 (21)

$$\overline{\Delta \tau(k)} = \left( \frac{1}{W} \right) \sum_{i=0}^{W-1} [N(k-i)T_i + \delta(k-i) - \delta(k-i-1)]$$

$$\overline{\Delta \tau(k)} = \left( \frac{1}{W} \right) \sum_{i=0}^{W-1} N(k-i)T_i + \frac{1}{W} \sum_{i=0}^{W-1} (\delta(k-i) - \delta(k-i-1))$$

$$E \left\{ \frac{1}{W} \sum_{i=0}^{W-1} \delta(k-i) - \delta(k-i-1) \right\} = 0$$

第9図



第10図

$$T_r(k) = \hat{T}_r(k) * G(1-G)^k$$

\* = convolution

$$T_r(k) = T_i - T_i (1-G)^k + \epsilon(k) * (G(1-G)^k)$$

$$R(k) = \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [u(L) - u(L+W) * G(1-G)^k]$$

$$R(k) = \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [1 - (1-G)^{L+1-k}]$$

for  $L \leq k < L+W$

$$R(k) = \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [(1-G)^{-W} - 1] (1-G)^{L+W-k}$$

for  $k \geq L+W$

$$R(k) = 0$$

otherwise

$$\sum_{k=L}^{\infty} R(k) = \sum_{k=L}^{L+W-1} R(k) + \sum_{k=L+W}^{\infty} R(k)$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} R(k) = \sum_{k=0}^{W-1} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [1 - (1-G)^{L+1-k}] + \sum_{k=W}^{\infty} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [(1-G)^{-W} - 1] (1-G)^{L+W-k}$$

第11A図

$$\sum_{k=0}^{\infty} R(k) = \sum_{k=0}^{W-1} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [1 - (1-G)^{L+1-k}] + \sum_{k=W}^{\infty} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [(1-G)^{-W} - 1] (1-G)^{L+W-k}$$

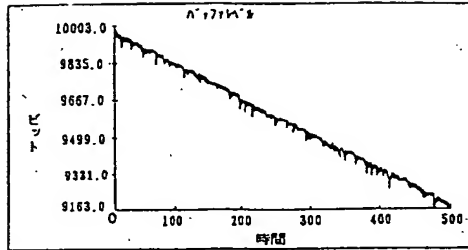
$$\sum_{k=0}^{\infty} R(k) = \sum_{k=0}^{W-1} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [1 - (1-G)^{L+1-k}] + \sum_{k=W}^{\infty} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} [(1-G)^{-W} - 1] (1-G)^{L+W-k}$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} R(k) = T_i - \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} (1-G)^{L+1-k} + \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \frac{T_i}{W} \right\} (1-G)^{L+1-k}$$

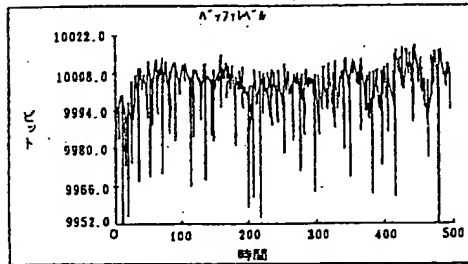
$$\sum_{k=0}^{\infty} R(k) = T_i$$

第11B図

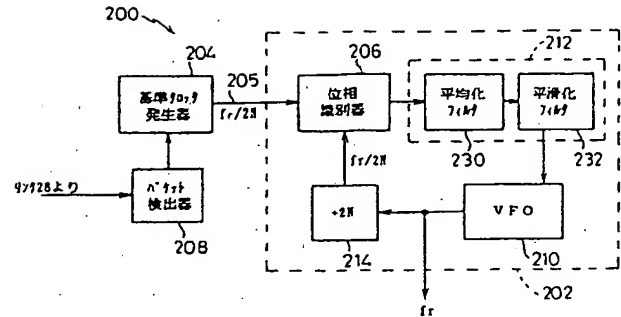
特開平2-296434 (22)



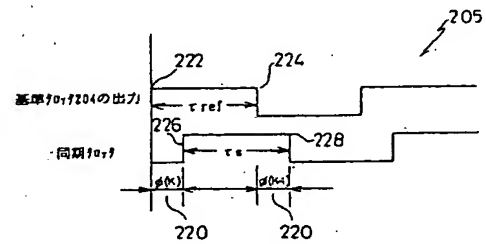
第12A図



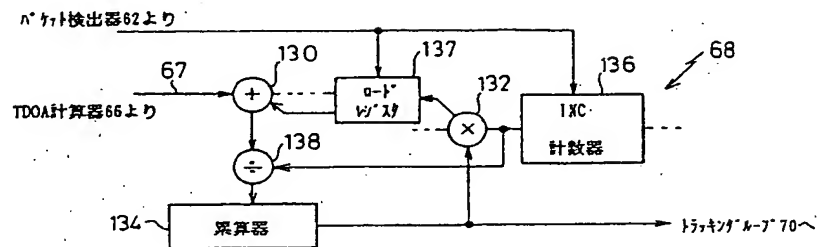
第12B図



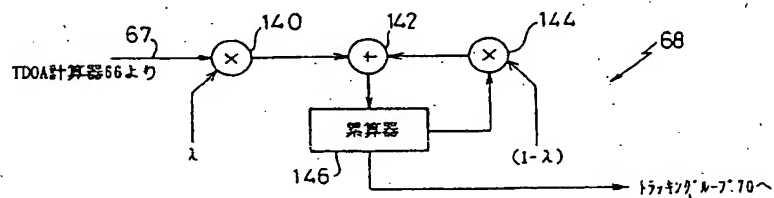
第15図



第16図



第13図



第14図

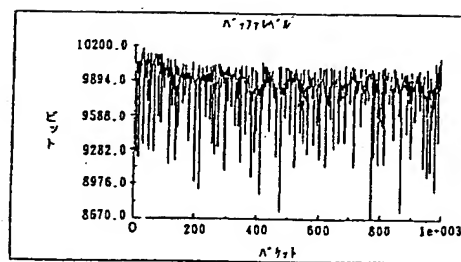
特開平2-296434 (23)

$$T_k = N T_r(k)$$

$$T_{ref} = NT_k - (\delta(k) - \delta(k+1))$$

$$\Delta\phi(k+1) = \phi(k+1) - \phi(k) = N[T_r(k) - T_k] + (\delta(k) - \delta(k+1))$$

第 17 図



第 18 図

BEST AVAILABLE COPY